

4. Technische Problemlösungen bei der Entwicklung von Meßgeräten für nichtionisierende Strahlung

Autoren: Helmut Keller, Rainer Bitzer

Firma: Wandel & Goltermann, Elektronische Meßtechnik, Abt. 1EP1

Zusammenfassung

Von der Firma Wandel & Goltermann wurde in letzter Zeit eine Meßgerätefamilie für hochfrequente elektromagnetische Felder entwickelt. Ziel der Entwicklung war unter anderem, Nachteile bestehender Feldstärkemeßgeräte zu umgehen [1, 2]. In diesem Aufsatz sollen einige dieser Problempunkte diskutiert werden.

Von der prinzipiellen Funktionsweise der Sonden ausgehend, werden folgende Problemstellungen und deren Lösung abgehandelt: Entzerrung der Detektorkennlinie, Optimierung des Temperaturverhaltens, Nullabgleich auch bei Exposition, echte dreikanalige Auswertung ohne Meßbereichumschaltung, Kompensation der Feldbeeinflussung durch das Meßgerätegehäuse, Frequenzgangentzerrung und Isotropie der Sonden und schließlich die Kalibrierung der Meßgeräte.

Prinzipielle Funktionsweise der Sonden

Die hier behandelten Sonden bestehen aus einem oder mehreren Sensoren für elektrische Feldkomponenten und nachgeschalteten Gleichrichtern. Die Ausgangsspannungen der Gleichrichter werden zu einem Grundgerät abgeleitet, wo sie ausgewertet werden.

Als Sensoren werden Dipole mit einer Gesamtlänge $2l$ verwendet. Die Leerlaufspannung der Dipole ist nach Gleichung (1) direkt proportional zur elektrischen Feldstärke.

$$U_{0eff} = E_{eff} \cdot l_{eff} \quad \text{mit} \quad l_{eff} \approx l \quad \text{Gl. (1)}$$

Der Innenwiderstand der Sensoren besteht aus der Dipolkapazität C_0 und dem Serienwiderstand R_0 . Diese vereinfachte Ersatzschaltung gilt bis zu einer oberen Grenzfrequenz, die im wesentlichen durch Resonanzeffekte im Dipol bestimmt wird.

Der Dipol wird mit einer Detektordiode belastet (Bild 1). Parallel zu dieser Diode sind noch deren spannungsabhängige Sperrschichtkapazität C_j und eine spannungsunabhängige Kapazität C_p , die parasitäre Kapazitäten und eventuell absichtlich eingebaute Kapazitäten repräsentiert, wirksam. Die Diodenspannung wird über den Widerstand R_A abgegriffen. Um Wechselsignale zu dämpfen, wird nach R_A eine Kapazität C_A parallelgeschaltet. Über R_B wird die Diodengleichspannung weitergeleitet um am Lastwiderstand R_{ADC} schließlich von einem AD-Wandler als U_{ADC} ausgewertet zu werden. R_A und R_B können für DC-Betrachtungen zu einem Ableitwiderstand R_{Abi} zusammengefaßt werden.

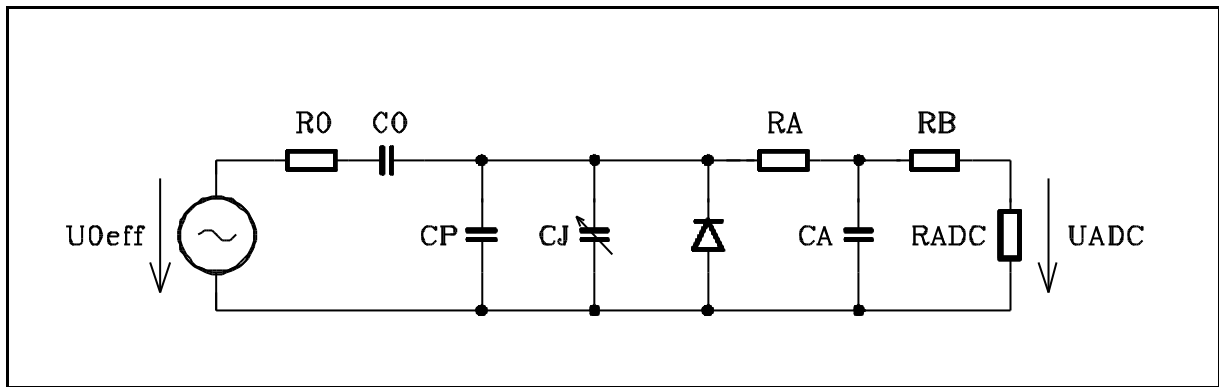


Bild 1. Ersatzschaltung der Sonden

Kennlinienverzerrung

Im mittleren Frequenzbereich lässt sich die Kennlinie der Sondenschaltung wie folgt beschreiben. Bei kleiner Aussteuerung ist U_{ADC} proportional zur Feldstärke im Quadrat. Bei großer Aussteuerung, ist U_{ADC} direkt proportional zur Feldstärke. Bei noch größerer Aussteuerung kann die nichtlineare Sperrschichtkapazität C_J zum Tragen kommen. Als Folge davon wächst U_{ADC} zunächst überproportional mit der Feldstärke an, um dann, bei noch größerer Aussteuerung, wieder proportional zu wachsen. Dieses Verhalten gilt solange die Diode unterhalb ihrer Durchbruchspannung

Diodendaten

I_S =: Sperrsatigungsstrom der Diode bei 23 °C

U_T =: Temperaturspannung der Diode bei 23 °C

n =: Korrekturfaktor für U_T

C_{J0} =: Sperrschichtkapazität bei kleinen Diodenspannungen

U_J =: Diffusionsspannung der Diode

Kennliniennäherung im mittleren Frequenzbereich

$$R_{Abl} = R_A + R_B$$

k_J =: Anpassungsfaktor für effektive Sperrschichtkapazität ($k_J > 1$)

k_X =: Anpassungsfaktor für Übergang zwischen quadratischem und linearem Bereich der Kennlinie ($0 \leq k_X \leq 0,5$)

$$E_{eff} \approx U_{ADC} \cdot P_1 \cdot \left(1 + \frac{P_2}{\sqrt{1 + \frac{U_{ADC}}{P_3}}} \right) \cdot \left((0,5 - P_4) + \sqrt{(0,5 + P_4)^2 + \frac{P_5}{U_{ADC}}} \right)$$

mit

$$P_1 = \frac{C_0 + C_p}{\sqrt{2} \cdot I_{eff} \cdot C_0} \cdot \frac{R_{Abl} + R_{ADC}}{R_{ADC}}$$

$$P_2 = \frac{C_{J0}}{C_0 + C_p}$$

$$P_3 = k_J \cdot U_J \cdot \frac{R_{ADC}}{R_{Abl} + R_{ADC}}$$

$$P_4 = k_X$$

$$P_5 = \frac{4 n U_T \cdot \left(R_{Abl} + R_{ADC} + \frac{n U_T}{I_S} \right) \cdot R_{ADC}}{(R_{Abl} + R_{ADC})^2}$$

Bild 2. Näherungsformel der Sondenkennlinie

betrieben wird. Unter dieser Voraussetzung kann eine Näherungsformel für die komplette Kennlinie angegeben werden. Diese Formel enthält fünf Parameter, die sich aus den Schaltelementen und zwei Anpassungsfaktoren k_X und k_J ergeben. Bei geeigneter Wahl der Anpassungsfaktoren ist der Approximationsfehler kleiner als $\pm 0,3$ dB (Bild 4). Eine Kennlinienverzerrung nach diesem Verfahren hat den Vorteil, daß kein aufwendiger Kennlinienabgleich notwendig ist und trotzdem ein großer Dynamikbereich genutzt werden kann.

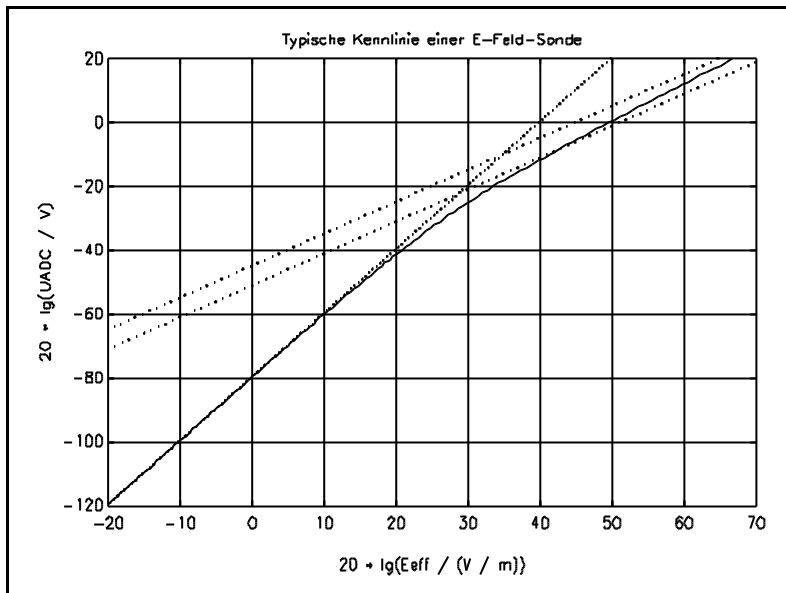


Bild 3. Typische Kennlinie einer E-Feld-Sonde. Die gestrichelten Linien stellen die Asymptoten des quadratischen, des linearen und des (durch nichtlineares C j) nach oben verschobenen, linearen Bereiches dar.

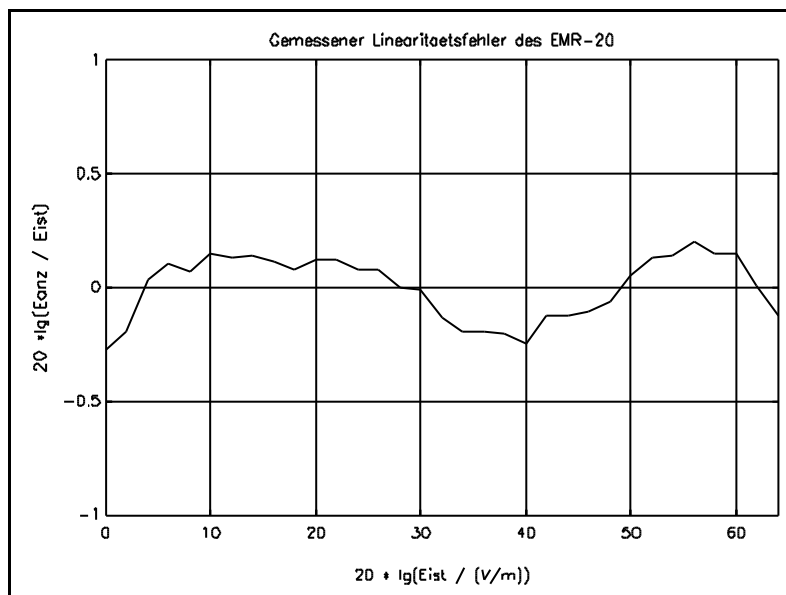


Bild 4. Gemessener Linearitätsfehler nach Kennlinienverzerrung

Optimierung des Temperaturgangs der Sonden

Die Temperaturspannung und der Sperrsättigungsstrom der Detektordiode sind temperaturabhängig. Bei 10 °C Temperaturerhöhung wächst der Sperrsättigungsstrom um etwas mehr als Faktor 2. Im quadratischen Bereich der Kennlinie kann sich deshalb, insbesondere bei starker DC-Belastung der Diode, eine starke Temperaturabhängigkeit der Kennlinie ergeben. Bei günstiger Wahl des Quotienten q aus Gleichung (2) kompensieren sich die Einflüsse des Sperrsättigungsstromes und der Temperaturspannung in erster Näherung.

$$q = \frac{R_{abl} + R_{ADC}}{nU_T / I_S} \quad \text{Gl. (2)}$$

Auf diese Weise kann der Temperaturgang im Bereich von 0 °C bis 50 °C unter 0,5 dB gehalten werden. Leider gibt es viele Designs von Sonden bei denen die Detektoren zu stark belastet werden. Solche Sonden weisen dann einen erheblichen Tem-

peraturgang von einigen dB auf.

Nullabgleich auch bei Exposition

Soll eine Feldstärkedynamik von 60 dB erreicht werden und liegt die Aussteuerungsgrenze der Eingangsverstärker bei einigen Volt, muß die Gleichspannungsdynamik der Eingangsverstärker mehr als 100 dB betragen (siehe Bild 3). Da der Innenwiderstand der Sondenschaltung im Bereich von einigen 10 MΩ liegen kann, ergeben sich folgende Forderungen: Erstens sollte die zulässige Offsetspannung unterhalb einiger μV liegen und zweitens sollte der zulässige Leckstrom auf einige Zehntel pA begrenzt sein.

Zur Zeit gibt es keine abgleichfreie Schaltung, die beide Forderungen gleichzeitig erfüllen kann. Ein Nullabgleich ist sehr einfach möglich, wenn während des Nullabgleichs vorausgesetzt wird, daß das Meßgerät keiner nennenswerten Feldstärke ausgesetzt ist. Man muß dann lediglich die Ausgangsgleichspannung des Eingangsverstärkers in diesem Betriebsfall ermitteln und danach diese Offsetspannung von den aktuellen Gleichspannungswerten subtrahieren. Ein solches Verfahren ist nur möglich, wenn dem Benutzer zugemutet wird zum Nullabgleich einen feldfreien Raum aufzusuchen und dort den Nullabgleich manuell auszulösen. Leider ist bei der Mehrzahl der erhältlichen Feldstärkemeßgeräte nur ein derartiger, fehlerträchtiger Nullabgleich realisiert.

Soll der Nullabgleich auch bei Feldexposition durchgeführt werden, muß der Einfluß der Sondenspannung unterdrückt werden. Beim heutigen Stand der Technik ist es sinnvoll, die Sondenspannung beim Nullabgleich kurzzuschließen. Der Nullabgleich erfaßt dann nur den Einfluß der Offsetspannungen. Die Leckströme müssen so gering gehalten werden, daß sie nicht stören. Verstärker mit MOS-FET Eingängen erfüllen diese Forderung. Die Offsetspannungen solcher Verstärker liegen mit etwa 1 mV zunächst zwei bis drei Größenordnungen zu hoch. Ihr Einfluß wird aber durch den Nullabgleich kompensiert. Ausreichend kleine Leckströme der Verstärker erhält man nur, wenn beim Schaltungslayout konsequent mit Guard-Ring-Technik gearbeitet wird. Als Schalter für den Nullabgleich kommen nur mechanische Schalter, Relais oder einzelne MOS-FETs (nur in einer bestimmten Schaltung) in Frage. Alle anderen Schalter weisen zu hohe Leckströme auf. Bei den Feldstärkemeßgeräten von Wandel & Goltermann werden MOS-FETs als Schalter eingesetzt. Der Nullabgleich erfolgt automatisch alle 6 Minuten und funktioniert natürlich auch dann, wenn sich das Gerät gerade an einem Ort hoher Feldstärke befindet.

Echte dreikanalige Auswertung ohne Meßbereichsumschaltung

Bei den isotropen Feldstärkemeßgeräten von Wandel & Goltermann werden die drei Sondenspannungen getrennt zum Grundgerät geleitet. Für jeden der drei Kanäle steht ein Schalter zum Nullabgleich und ein Impedanzwandler zur Verfügung. Die drei niederohmigen Sondenspannungen werden dann gleichzeitig von drei getrennten AD-Wandlern abgetastet und quantisiert. Erst im darauffolgendem Mikrokontroller werden die Kennlinien wie bereits oben beschrieben entzerrt. Aus den drei Einzelfeldstärken wird dann die Ersatzfeldstärke wie weiter unten beschrieben berechnet.

Besonders vorteilhaft ist, daß die hohe Dynamik (60 dB) der Feldstärkemeßgeräte von Wandel & Goltermann ohne Meßbereichsumschaltung erreicht wird. Die Messwerterfassung kann somit kontinuierlich vorgenommen werden. Nur so sind genaue Mittelwert- und Maximalwert-Messungen möglich. Außerdem entfallen Reproduzierbarkeitsprobleme infolge einer Hysterese einer automatischen Verstärkungseinstellung. Erreicht wurde diese hohe Dynamik innerhalb eines einzigen Meßbereiches durch den Einsatz von AD-Wandlern nach dem Sigma-Delta-Prinzip. Der eingesetzte Typ arbeitet mit einer Ausgangsabtastrate von 5 Hz und besitzt bei einer Signalbandbreite von 1,4 Hz einem Signalrauschabstand von mehr als 120 dB.

Feldbeeinflussung durch das Gehäuse

Bei der Messung elektromagnetischer Felder wird man mit komplizierten physikalischen Gegebenheiten konfrontiert. Besonders im Nahfeldbereich, also in unmittelbarer Umgebung der Strahlungsquelle oder von Streuobjekten, findet man äußerst komplexe Verhältnisse vor. Hier ist es

unumgänglich, die elektrische (E-Feld) und magnetische Komponente (H-Feld) des elektromagnetischen Feldes getrennt zu bestimmen.

Weitere Schwierigkeiten sind durch Feldverzerrungen gegeben: An allen elektrisch leitfähigen Materialien, wie dem menschlichen Körper oder Meßgerätegehäusen, findet eine Feldkonzentration statt. Im elektromagnetischen Feld werden an leitfähigen Oberflächen Ströme induziert; diese wiederum strahlen eine Streuwelle ab. Das Streufeld überlagert sich dem Primärfeld und führt auch im Fernfeldbereich zu erheblichen Meßunsicherheiten.

Feldstörungen durch den menschlichen Körper (Bedienpersonal) werden ausgeschlossen, wenn die Meßgeräte fernbedient werden. Bei den Feldstärkemeßgeräten von Wandel & Goltermann ermöglicht die eingebaute optische Schnittstelle eine separate Aufstellung des Gerätes und Übertragung der Meßwerte via Kunststoff-Lichtwellenleiter auf einen Bedienrechner. Die angeführten Feldstörungen durch das Meßinstrument selbst können durch besondere konstruktive Maßnahmen, wie weiter unten beschrieben, weitgehend beseitigt werden.

Zur Erfassung eines möglichst breiten elektromagnetischen Strahlungsspektrums werden vorwiegend Antennendipole eingesetzt, deren wirksame elektrische Länge kurz gegenüber der Wellenlänge ist. Die Dipole, deren Leerlaufspannung in einem weiten Bereich frequenzunabhängig ist, sind mit Detektorelementen verbunden und arbeiten als Sensoren für die elektrische Feldkomponente. Bei üblichen Handgeräten ist der Meßwertaufnehmer mit einem Auswerte- und Anzeigegerät über eine starre oder bewegliche Zuleitung verbunden. An diese Verbindung zwischen Feldsensor und Grundgerät werden besondere Anforderungen gestellt, denn sie sollte möglichst nicht metallisch leitfähig sein, damit das einfallende Feld möglichst unverzerrt bleibt. Außerdem führt die Rückwirkung des Meßgerätegehäuses auf das einfallende Feld bei kleinem Abstand zwischen Sensor und Gehäuse zu großen Meßunsicherheiten.

Frequenzgangentzerrung der Sonden

Durch aperiodische Bedämpfung eines elektrisch kurzen Dipols gelingt es, das Verhältnis zwischen der Empfangsfeldstärke und Richtspannung am Detektor über einen sehr weiten Frequenzbereich konstant zu halten. Dies kann prinzipiell als resistiver Belag längs der Antennenleiter des Dipols mit geeigneter ortsabhängiger Dämpfungsfunktion erfolgen [3, 4]. Der Dipol kann etwa aus verlustbehaftetem Material, z. B. als planare Dünnschichtstruktur ausgeführt werden [5].

Untersuchungen haben gezeigt, daß es im Frequenzbereich bis etwa 3 GHz möglich ist, Dipolstrukturen auf FR-4 Leiterplatten zu realisieren und eine Bedämpfung mit SMD-Widerständen in den Dipolarmen zu optimieren. Zusammen mit geeignet ausgewählten Si-Schottky-Dioden ist dann ein kostengünstiger Aufbau in SMD-Leiterplatten-Technologie möglich.

Meßgerät mit unidirektionaler E-Feldsonde 100 kHz $\frac{1}{4}$ 3 GHz

Neben üblichen Handgeräten mit abgesetzten Sensoren besteht auch Bedarf an kompakten komfortablen Meßgeräten. Zur Reduzierung der Gesamtabmessungen, bei Erhaltung ausreichender Empfangseigenschaften, wurde von Wandel & Goltermann ein neuer Weg beschritten und der Sensor verhältnismäßig nahe an der Auswerteeinheit befestigt. Der starke Frequenzgang dieser An-

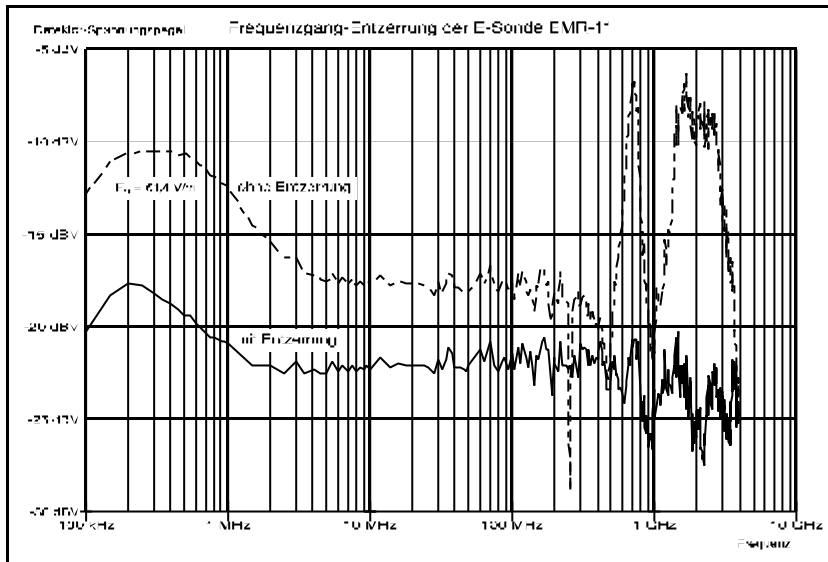


Bild 5. Frequenzgangkompensation von Gehäuseeinflüssen (EMR-11)

ordnung durch die Feldverzerrungen konnte mit einem geeigneten Netzwerk weitgehend entzerrt werden.

Zum Empfang der vertikalen E-Feldkomponente ist es günstig, einen Dipol aus drei resistiven Leitern einzusetzen, die Y-förmig angeordnet sind. Infolge des Staueffektes der Feldlinien am Meßgerätegehäuse ergibt

sich bei tiefen Frequenzen eine Anhebung der Empfindlichkeit. Im oberen Frequenzbereich ergeben sich durch Streuwellen ausgeprägte Resonanzstellen, wenn die Dimensionen des Gehäuses im Bereich der Wellenlänge liegen. Die Auswirkung dieser Effekte ist in Bild 5 meßtechnisch dokumentiert. Ohne weitere Maßnahmen würde die Abweichung vom erwünschten konstanten Verlauf eine Meßunsicherheit bis zu 15 dB bedeuten. Als Abhilfsmaßnahme wurde ein Netzwerk entwickelt, das bei entsprechender Dimensionierung einer Parallel- und Serienresonanz den Frequenzgang vor der Detektion weitgehend entzerrt. Das Resultat dieser Entzerrung ist zum Vergleich in Bild 5 mit eingezeichnet.

Eine nach diesem Konzept realisierte einachsige E-Feldsonde besitzt neben den kleinen geometrischen Abmessungen eine geringe Frequenzabhängigkeit des Wandlungsfaktors über einen breiten Empfangsbereich. Das äußerst kompakte Feldmeßgerät weist einen großen Dynamikbereich von 60 dB auf. Im Frequenzbereich zwischen 100 kHz und 3 GHz können elektrische Feldstärken von 0,9 V/m bis 900 V/m zuverlässig bestimmt werden.

Isotrope E-Sonde bis 3 GHz

Häufig ist die Feldstärke an einem Ort unabhängig von der Einfallsrichtung und Polarisierung der elektromagnetischen Strahlung zu bestimmen. Hierzu wurde der Begriff Ersatzfeldstärke eingeführt, die sich aus den Feldstärkewerten der drei Raumkomponenten berechnet:

$$E_{\text{ersatz}} = \sqrt{E_x^2 + E_y^2 + E_z^2} \quad \text{Gl. (3)}$$

Bei einer isotropen Feldsonde wird ein Dipoltripler zu einem orthogonalen Detektorsystem aufgebaut. Die räumliche Anordnung der drei Dipole kann unterschiedlich ausgeführt werden. Hier befinden sich drei aperiodisch bedämpfte Einzeldipole auf separaten Leiterplatten, welche zu einem gleichseitigen Dreiecksprisma aufgestellt sind: Der einzelne Dipol wird hierzu jeweils um $54,7^\circ$ gedreht, um ein orthogonales Dipoltripler zu erreichen. Die drei Dipolachsen liegen in dieser Anordnung sehr dicht nebeneinander, was eine günstige Voraussetzung für geringe Anisotropie ist.

Solange man sich im quadratischen Bereich der Detektorkennlinie befindet, ist es zur Bildung der

Ersatzfeldstärke ausreichend, die drei Richtspannungen zu summieren. Wenn aber bei Ausnutzung eines großen Dynamikbereiches der quadratische Bereich verlassen wird, macht man bei der einfachen Addition der Einzelspannungen einen erheblichen Fehler von bis zu 3 dB. Zur exakten Bestimmung der Ersatzfeldstärke nach Gleichung (3) bleibt damit eine getrennte Ableitung und Entzerrung der drei Detektorspannungen unerlässlich, wenn größere Meßabweichungen vermieden werden sollen.

Die Ableitung der Gleichspannungen vom Sensorsystem zum Grundgerät stellt auch hier ein erhebliches Problem dar. Einerseits werden einfallende Felder durch metallische Leiter verzerrt, was insbesondere die Isotropieeigenschaften verschlechtert. Andererseits werden in den Ableitungen selbst auch Ströme eingekoppelt, welche eine Verfälschung der Detektorspannungen bewirken können. Aus diesen Gründen müssen die durch das hochfrequente Feld induzierten Ladungsverschiebungen in den Ableitungen stark bedämpft werden. Dies wird üblicherweise erreicht, indem die Detektorableitungen mit einem sehr hohen Widerstandsbelag (mehrere $M\Omega/m$) realisiert werden.

Die Abhängigkeit des Anzeigewertes von der Richtung des Feldstärkevektors wird als anisotropes Verhalten bezeichnet. Zur Bestimmung der Anisotropie wird die frequenzabhängige maximale und minimale Empfindlichkeit bei geeigneter Ausrichtung der Sonde unter Fernfeldbedingungen ermittelt. Als Anisotropiefaktor wird dann das Verhältnis von Maximum zu Minimum des Anzeigewertes angegeben.

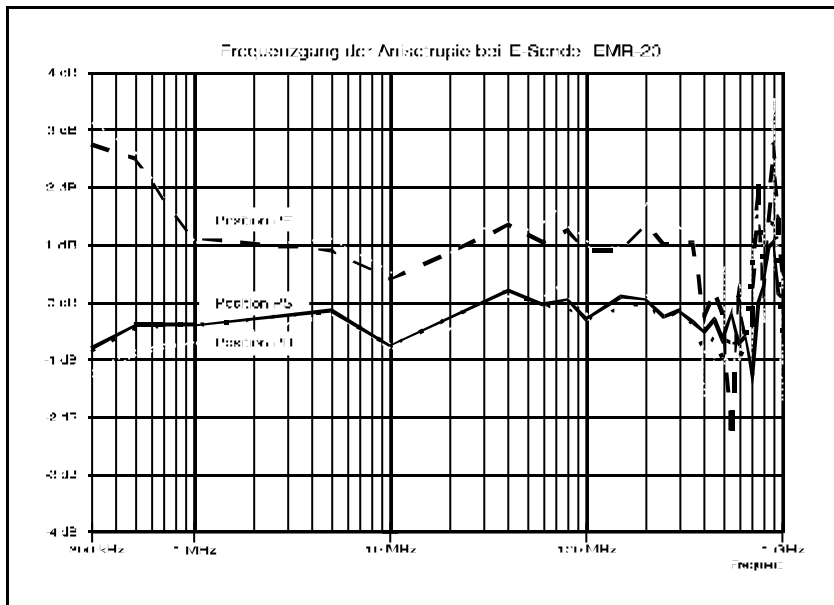


Bild 6. Anisotropie (EMR-20)

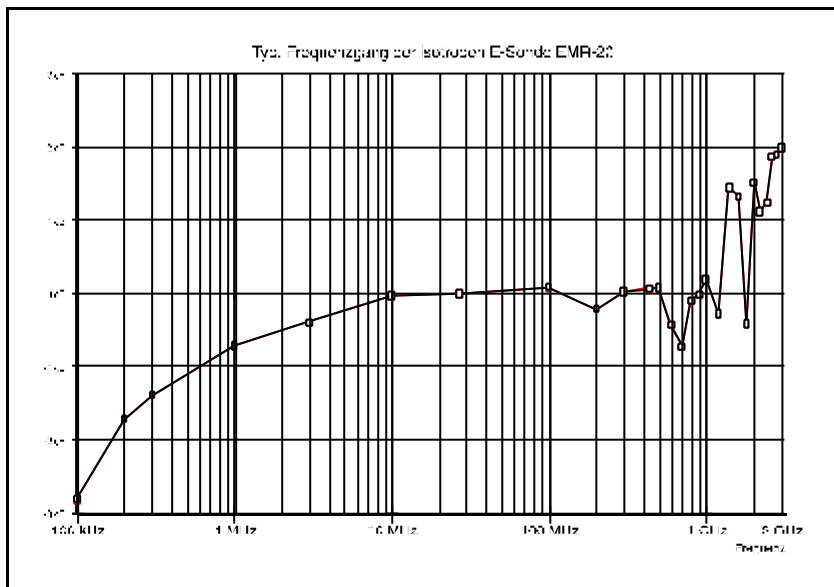


Bild 7. Gesamter spezifizierter Frequenzbereich (EMR-20, Ausrichtung PS)

Bild 6 zeigt Frequenzgangmessungen in einer GTEM-Zelle bis 1 GHz. Hier liegt die Sensorachse je einmal parallel zum elektrischen Feldvektor (PE), parallel zum magnetischen Feldvektor (PH) und in Richtung der Energieströmung (PS). Der Anisotropiefaktor im Frequenzbereich oberhalb 1 MHz liegt hier typisch bei 1,12. Den typischen Frequenzgang der isotropen Sonde bis 3 GHz unter Freifeldbedingungen zeigt Bild 7.

Kalibrierung

Zur Reduzierung der Meßunsicherheit ist eine Kalibrierung der Feldstärkemeßgeräte sinnvoll. Der Absolutwert der Feldstärke ist über ein Transfornormal auf nationale Standards der Physikalisch Technischen Bundesanstalt (PTB) rückführbar. Die Kalibrierung wird so durchgeführt, daß

am Gerät die Feldstärke des ungestörten Feldes angezeigt wird. Bei der Kalibrierung sollen die Einsatzbedingungen der Geräte möglichst gut nachgebildet werden. Hierzu muß das gesamte Gerät einem ausreichend großen homogenen Kalibrierfeld ausgesetzt werden. Ein ausreichendes Prüfvolumen kann bei tiefen Frequenzen in einer großen TEM-Zelle (bis unterhalb ca. 70 MHz) und bei hohen Frequenzen in einer GTEM-Zelle oder in Absorberkammern vor Aperturstrahlern bereitgestellt werden.

Grundsätzlich werden alle Geräte der EMR-Familie bei der ISM-Frequenz 27,12 MHz und einer mittleren Feldstärke kalibriert. Für einen genauen Nachweis der Feldstärke bei anderen Frequenzen ist außerdem eine individuelle Frequenzgangkalibrierung erforderlich. Für die Geräte wird hierzu optional ein Kalibrierschein ausgestellt, der Linearitätsabweichung, Frequenzgang in der bevorzugten Gebrauchslage und den Anisotropiefaktor enthält.

Schlußwort

Eine umfassende Analyse der Problematik hochfrequenter Feldstärkemeßgeräte hat zur Planung einer neuen Meßgerätefamilie aus dem Hause Wandel & Goltermann geführt. Durch konsequente Nutzung neuer Technologien ist es gelungen einige Nachteile bestehender Feldstärkemeßgeräte zu vermeiden und gleichzeitig die Meßgenauigkeit entscheidend zu verbessern.

Literaturverzeichnis:

- [1] Glimm, J.; Münter, K.: Feldmeßsonden, Monitore für elektromagnetische Strahlung. Schriftenreihe der Bundesanstalt für Arbeitsschutz, Forschung Fb585, 1989.
- [2] Mantiply, E.D.: Characteristics of Broadband Radiofrequency Field Strength Meters. IEEE Proceedings of Engineering in Medicine and Biology Society, 10th Annual International Conference, New Orleans, LA, Nov. 4-7, 1988.
- [3] Wu, T.T.; King, R.W.P.: The Cylindrical Antenna with Nonreflecting Resistive Loading. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-13, No.6, pp. 369-373, May 1965.
- [4] Kanda, M.: A Broadband Antenna with Tapered Resistive Loading for EMI Measurements. IEEE International Symposium on EMC, Seattle, pp. 13-18, Aug. 2-4, 1977.
- [5] Kanda, M.; Driver, L.D.: An Isotropic Electric-Field Probe with Tapered Resistive Dipoles for Broad-Band Use, 100kHz to 18GHz. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-35, No.2, pp. 124-130, Feb. 1987.